

Requested Patent: FR2828615A1

Title: METHOD TO INCREASE THE BIT RATE IN A COMMUNICATIONS SYSTEM ;

Abstracted Patent: US2003128770 ;

Publication Date: 2003-07-10 ;

Inventor(s): CHENU-TOURNIER MARC (FR); MORGAND PHILIPPE (FR) ;

Applicant(s): THALES (FR) ;

Application Number: US20020214583 20020809 ;

Priority Number(s): FR20010010740 20010810 ;

IPC Classification: H04B7/02 ;

Equivalents: CA2398622, EP1283605 ;

ABSTRACT:

Disclosed is a method and a device to increase the bit rate in a communications system comprising N transmitters (2N) and M receivers (3M), with M greater than or equal to N. The method comprises the following steps. a) simultaneously sending different messages on several of the N (2N) transmitters, b) simultaneously receiving the superimposition of the messages sent during the step a) on several of the M (3M) receivers or reception sensors, c) estimating the characteristics of the transmission channel for each pair constituted by a transmission sensor and a receiver sensor, d) jointly estimating all or at least the majority of the messages received in taking account of the signals as well as the characteristics of the transmission channel. Application to GSM signals and to systems of unicast transmission and multicast transmission, namely multipoint-to-point and multipoint-to-multipoint transmission

① RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

⑪ N° de publication :
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

2 828 615

⑫ N° d'enregistrement national : 01 10740

⑮ Int Cl⁷ : H 04 Q 7/22, H 04 B 7/02

⑫

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

⑫ Date de dépôt : 10.08.01.

⑬ Priorité :

⑰ Demandeur(s) : THALES Société anonyme — FR.

⑭ Date de mise à la disposition du public de la demande : 14.02.03 Bulletin 03/07.

⑯ Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : Se reporter à la fin du présent fascicule

⑰ Références à d'autres documents nationaux apparentés :

⑱ Inventeur(s) : CHENU TOURNIER MARC et MORGAND PHILIPPE.

⑲ Titulaire(s) :

⑳ Mandataire(s) : THALES "INTELLECTUAL PROPERTY".

② PROCÉDE POUR AUGMENTER LE DÉBIT DANS UN SYSTÈME DE COMMUNICATION.

③ Procédé et dispositif pour augmenter le débit dans un système de communication comportant N émetteurs (2_N) et M récepteurs (3_M), avec N supérieur ou égal à M. Le procédé comporte les étapes suivantes:

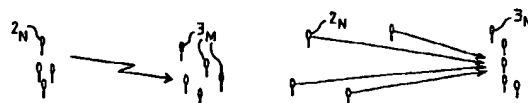
a) émettre simultanément sur plusieurs des N émetteurs (2_N) des messages différents,

b) recevoir simultanément sur plusieurs des M récepteurs (3_M) ou capteurs de réception la superposition des messages émis lors de l'étape a),

c) estimer les caractéristiques du canal de transmission relatif à chaque capteur de réception,

d) estimer conjointement l'ensemble ou la majorité au moins des messages reçus en tenant compte des signaux ainsi que des caractéristiques du canal de transmission.

Application à des signaux GSM et à des systèmes de transmission monopoint-monopoint, multipoint-monopoint, ou multipoint-multipoint.



FR 2 828 615 - A1



La présente invention concerne plus généralement le domaine des
5 systèmes de communication et plus particulièrement les communications
sans fil, par exemple les réseaux cellulaires.

Elle s'applique dans tout système de communication où la
structure des données transmises ne comporte pas de système intrinsèque
permettant de différencier les différents utilisateurs si ces derniers
10 transmettent simultanément (par exemple les codes du CDMA).

Le système selon l'invention s'applique plus particulièrement à des
communications dédiées point-à-point ou multipoint à point (un point
correspondant à un récepteur ou un émetteur avec une ou plusieurs
antennes).

15 La plupart des systèmes de communication actuels font appel, en
général, à une antenne d'émission unique. De ce fait, la capacité du canal de
transmission ou le débit maximal des données transmises pouvant être
atteint est assez bas.

Il est aussi connu d'utiliser des codes d'étalement, tels que le
20 CDMA (Code Division Multiple Access) pour exploiter de la diversité dans un
système de communication tel l'UMTS (Universal Mobile telecommunication
System).

Le brevet US 6,115,427 divulgue un procédé et un système
permettant d'augmenter le débit des données dans un système de
25 transmission et de fournir une diversité d'antennes en utilisant des antennes
de transmission et de réception multiples. Ce procédé s'appuie
principalement sur une étape de codage spatio-temporel des données à
l'émission afin de différencier les différents flux de données.

De nombreux systèmes et procédés selon l'art antérieur utilisent la
30 diversité obtenue par exemple par codage de canal, pour réduire les
conséquences du fading (phénomène bien connu sous le terme
« évanouissement »).

L'inconvénient de ces procédés est, notamment, que leur mise en œuvre entraîne la modification des systèmes de transmission ou de communication, par exemple les émetteurs ou les récepteurs existant.

- 5 L'objet de la présente invention repose sur une nouvelle approche qui s'appuie sur un traitement conjoint de tous les signaux, en considérant que tous les signaux émis sont utiles, plutôt que de chercher à en estimer un en considérant les autres comme du bruit, par exemple.

Le procédé utilise notamment la diversité apportée par le canal de transmission, un nombre de capteurs de réception supérieur ou égal au
10 nombre de capteurs d'émission et un processeur ou calculateur adapté.

L'objet de l'invention concerne un procédé pour augmenter le débit dans un système de communication comportant N émetteurs et M récepteurs ou capteurs de réception, avec N supérieur ou égal à M. Il est caractérisé en
15 ce qu'il comporte au moins les étapes suivantes :

- a) émettre simultanément sur plusieurs des N émetteurs des messages différents,
- b) recevoir simultanément sur plusieurs des M capteurs de réception la superposition des messages émis lors de l'étape a),
- 20 c) estimer les caractéristiques du canal de transmission relatif à chaque récepteur,
- d) estimer conjointement l'ensemble ou la majorité au moins des messages reçus en tenant compte des signaux ainsi que des caractéristiques du canal de transmission.

25 L'étape d) est par exemple réalisée avec un récepteur adapté à estimer conjointement les séquences de référence transmises dans le signal et les canaux de propagation.

Le procédé utilise par exemple pour l'étape d) un filtre linéaire minimisant l'erreur quadratique moyenne entre la sortie du récepteur et les
30 symboles réels du signal reçu sur les capteurs de réception ou encore un filtre non linéaire minimisant l'erreur quadratique moyenne en tenant compte

d'une fonction de filtrage « Feed Forward » et d'une fonction « Feedback » et des symboles b_n du signal reçu.

Le procédé s'applique pour des signaux GSM comportant une séquence de référence utilisée pour l'étape b).

5 Le procédé est utilisé par exemple pour un même utilisateur transmettant simultanément plusieurs messages différents ou pour plusieurs utilisateurs transmettant chacun son propre message.

L'objet de l'invention concerne aussi un dispositif pour augmenter
10 le débit dans un système de transmission comportant plusieurs émetteurs N et plusieurs récepteurs M caractérisé en ce qu'il comporte un dispositif adapté à exécuter les étapes du procédé décrit précédemment.

L'objet de l'invention présente notamment les avantages suivants :

- Offrir un système de transmission assurant une augmentation de débit
15 et de robustesse des transmissions de type cellulaires, par exemple, décrit par le standard ETSI pour le système de communication GSM.
- Elle ne requiert pas, en fonctionnement normal, de codage spatio-temporel.
- Avec peu de modifications des standards existants, elle permet :
 - 20 ○ de multiplier par N le débit d'une transmission de type BTS ou node,
 - de multiplier par N le débit d'un système de réception de type radiomobile cellulaire,
 - d'accroître la robustesse aux phénomènes perturbateurs
- 25
30 Elle s'applique dans des canaux de transmission de types confinés tels que tunnels de train ou Métro et quelque soit le type de medium de transmission et peut être aussi utilisée en milieu urbain, montagne, campagne où la diversité spatiale est suffisante pour assurer une bonne qualité de la transmission.

D'autres caractéristiques et avantages apparaîtront à la lecture de la description qui suit, donnée à titre illustratif et nullement limitatif et des dessins qui représentent :

- La figure 1 une architecture d'un système de transmission selon l'invention,
- Les figures 2A et 2B la disposition d'antennes colocalisées et délocalisées,
- La figure 3 une représentation des fonctions permettant de linéariser la modulation GMSK,
- La figure 4 plusieurs courbes comparatives mettant en œuvre l'approximation linéaire et une démodulation classique,
- La figure 5 la structure d'un égaliseur DFE classique,
- La figure 6 deux contextes d'application du procédé selon l'invention,
- Les figures 7 à 10 des résultats obtenus en mettant en œuvre le procédé selon l'invention.

Afin de mieux faire comprendre le procédé et le système de transmission selon l'invention, la description qui suit, est donnée à titre illustratif et nullement limitatif pour un système de transmission de type cellulaire, tel que le GSM, dans un contexte multi-utilisateurs.

La figure 1 représente un synoptique d'un système de communication de type GSM comportant une source émettrice 1 comportant N antennes d'émission 2_N et M antennes de réception 3_M reliées à un récepteur 4 et à un dispositif tel qu'un processeur 5 pourvu d'un algorithme adapté à exécuter les étapes du procédé selon l'invention. Le nombre M d'antennes à la réception est supérieur ou égal au nombre N d'antennes à l'émission. Si N utilisateurs sont présents, ils forment le réseau des N antennes d'émission.

Les réseaux des M antennes de réception et des N antennes d'émission associés aux caractéristiques du canal de transmission permettent notamment d'exploiter la diversité nécessaire à l'implémentation

d'algorithmes de type MIMO (Multiple Input Multiple Output) basés sur la décorrélation des différents canaux pour la détection des flux de données transmis.

Les N antennes d'émission 2_N transmettent de préférence
5 simultanément plusieurs flux de données correspondant à différents messages. Les signaux se propagent entre la source et le récepteur en suivant différents trajets, trajets directs ou multi-trajets résultant des réflexions sur des obstacles 5.

Deux exemples de disposition des antennes à l'émission et à la
10 réception sont représentés aux figures 2A et 2B.

Selon une variante de réalisation (figure 2A), un même utilisateur peut transmettre simultanément plusieurs messages différents, ce qui correspond à des antennes d'émission 2_N proches les unes des autres. Dans de cas les antennes d'émission 2_N et de réception 3_M sont espacées d'une
15 distante suffisante par rapport à la distance de décorrélation spatiale, générant de ce fait des canaux de propagation décorrélés.

Selon une autre variante de réalisation (figure 2B), chacun des N utilisateurs, par exemple, transmet son propre message ce qui correspond à une disposition d'antennes délocalisées. Les capteurs de réception 3_M sont
20 suffisamment séparés pour garantir une décorrélation entre les différents canaux de propagation.

L'idée de l'invention consiste notamment à traiter conjointement tous les signaux émis en les considérant comme des signaux utiles plutôt que de chercher à en estimer un tout en considérant les autres comme du
25 bruit.

Le processeur 5 en liaison avec les antennes de réception 3_M est pourvu par exemple d'un algorithme permettant la réception sur une antenne de capteurs co-localisés de multiples messages en provenance d'antennes d'émission délocalisées ou co-localisées et au travers d'un canal de
30 propagation de type urbain, montagneux ou tunnel par exemple.

Différents exemples de récepteur sont donnés dans la suite de la description.

En résumé, le procédé selon l'invention comporte notamment les 5 étapes suivantes :

- a) Transmettre simultanément sur les N antennes d'émission 2_N différents messages,
- b) Recevoir simultanément sur M antennes de réception 3_M les différents messages superposés,
- 10 c) Estimer les caractéristiques du canal de transmission relatif à chaque antenne de réception,
- d) Estimer conjointement l'ensemble des messages reçus en prenant en compte les informations des capteurs (signaux reçus sur les capteurs) ainsi que les caractéristiques du canal précité.

15 Dans les conditions de fonctionnement normal, le procédé ne requiert pas de codage spatio-temporel à l'émission.

L'estimation des caractéristiques d'un canal peut être réalisée selon une méthode connue de l'Homme du métier. Par exemple, l'estimation est réalisée en utilisant des séquences de référence incluses dans le signal, 20 telle que la « training séquence » du GSM.

Les transmissions peuvent être des communications point-à-point, point-à-multipoint ou encore multipoint-à-multipoint.

Avant de détailler les différentes possibilités de traitement à la 25 réception correspondant à l'étape d) du procédé, la description rappelle quelques éléments concernant les signaux.

Modèle du signal

Le signal reçu par le réseau de capteurs s'exprime dans le cas d'une émission unique par la relation (1)

30

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{h}(t, \tau) * s(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

où

- $\mathbf{x}(t)$ est le signal reçu,
- $\mathbf{h}(t, \tau)$ est le vecteur du canal de transmission de dimension M avec t le temps, τ l'étalement temporel,
- $s(t)$ est le signal GMSK émis, (Gaussian Minimum Shift Keying),
- $\mathbf{n}(t)$ est le vecteur bruit de dimension N supposé Gaussien spatialement et temporellement blanc de covariance.

Dans le cas d'un contexte multi-émissions pour lequel les types de propagation engendrent une diversité de transmission et engendrent à ce titre sur une antenne de plusieurs capteurs spatialement espacés des canaux de propagation décorrélés le signal reçu est modélisé par l'expression (2) :

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{u=1}^U \sum_{p=1}^P \alpha_p^u(t) s^u(t - \tau_p^u(t)) + \mathbf{n}(t)$$

avec :

- $s^u(t)$ le signal transmis par l'utilisateur,
- $\alpha_p^u(t)$ le vecteur de dimension N regroupant les amplitudes complexes du trajet P pour le signal u transmis,
- τ_p^u le retard de propagation du trajet P pour le signal émis U ,
- P est le nombre de trajets de propagation, supposé égal pour chaque émetteur,
- U est le nombre de transmissions simultanées.

Dans la suite des développements liés à un contexte non limitatif du GSM, les amplitudes complexes et les retards de propagation seront considérés comme invariants sur un temps équivalent à un burst GSM soit

0.5 ms. Ceci est un exemple donné à titre illustratif et nullement limitatif pour simplifier les notations.

Linéarisation de la modulation dans l'exemple donné pour le GSM

5

Dans le cas de l'application non limitative au système GSM, la modulation employée en transmission est de type GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying). Cette dernière est une modulation à mémoire dépendante de trois symboles à chaque instant t . Le démodulateur optimal en BBGN (Bruit Blanc Gaussien Normal) est par exemple implémenté par un

10 décodeur de Viterbi connu de l'Homme du métier. Du fait du nombre d'états de phase possibles ($0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$) et du nombre de symboles de mémoire (trois), le décodeur comporte 16 états $(3-1)^4$ à examiner pour chaque bit reçu.

15

Afin de simplifier le problème induit par la mémoire de symboles et lié à la modulation GMSK, une simplification est réalisée à l'aide d'une représentation équivalente utilisant une combinaison de modulations linéaires, décrite par exemple dans l'article de P.A. Laurent, ayant pour titre

20 "Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of Amplitude Modulated Pulses (AMP)" et publié IEEE Trans. Communications, vol. 34, pp.150-160, 1986.

Cette combinaison linéaire s'exprime sous la forme (3) :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^{A_{0,n}} [C_0(t - nT_s) + j^{-a_{n-1}} C_1(t - nT_s) + j^{a_{n-2}} C_2(t - nT_s) + j^{a_{n-1} - a_{n-2}} C_3(t - nT_s)]$$

25 avec

$$A_{0,n} = \sum_{i=-\infty}^n a_i$$

Les fonctions $C_0(t), \dots, C_3(t)$ représentées sur la figure 3 sont obtenues à partir de la décomposition précitée.

30

Compte tenu de la faible contribution des coefficients $C_0(t), \dots, C_3(t)$, la modulation GMSK s'exprime selon la relation (4) :

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} j^{A_0, n} C_0(t - nT_s)$$

la fonction $C_0(t)$ étant définie sur 4 symboles.

- 5 Dans ce cas, la démodulation en BBGN ((Bruit Blanc Gaussien Normal) respectant le critère de Nyquist est réalisée par exemple au travers d'un simple Filtre Adapté (FA), suivi d'un échantillonneur eu rythme symbole et d'une prise de décision.

- La figure 4 illustre la faible distorsion introduite par la méthode d'approximation linéaire vis à vis d'une démodulation classique GMSK à l'aide du décodeur de Viterbi. Les courbes (I), (II), (III) correspondent respectivement à la méthode d'approximation linéaire, la courbe théorique et à une démodulation optimale de type Viterbi. L'axe des abscisses correspond au rapport E_b/N_0 avec
- 10 E_b l'énergie binaire et N_0 la densité spectrale de puissance du bruit.
- 15

Modèle du signal en transmissions Multi-utilisateurs

- Dans le contexte multi-utilisateurs, le canal de propagation ou de transmission est modélisé comme étant spéculaire. Cette représentation est
- 20 donnée à titre illustratif et nullement limitatif, toute autre modélisation adaptée pouvant être utilisée.

Le modèle du signal dans cet exemple est modifié afin de prendre en compte ces nouvelles hypothèses selon la relation (5) suivante :

$$x(t) = \sum_{u=1}^U \sum_{p=1}^P \alpha_p^u s^u(t - \tau_p^u) + n(t)$$

25

Après approximation linéaire le signal reçu par les capteurs s'écrit (6) :

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{u=1}^U \sum_{p=1}^P \sum_{n=1}^{N_a} \alpha_p^u \cdot j^n \cdot b_n^u \cdot C_0(t - nT_s - \tau_p^u) + \mathbf{n}(t)$$

où N_a est le nombre de symboles envoyés.

- Après sur échantillonnage à la fréquence $F_e = 1/T_e$ avec $T_e =$
 5 T_{symbole} / K (K facteur de sur-échantillonnage) le signal reçu devient (7) :

$$\mathbf{x}(nT_e) = \sum_{u=1}^U \sum_{p=1}^P \alpha_p^u \sum_{n=1}^{N_a} j^n \cdot b_n^u \cdot C_0(nT_e - nT_s - \tau_p^u) + \mathbf{n}(nT_e)$$

- 10 avec $\mathbf{x}(nT_e)$ de dimensions $\mathbf{N} \times \mathbf{N}_e$,
 \mathbf{N} est le nombre de capteurs et \mathbf{N}_e le nombre d'échantillons sur la tranche temporelle nT_e tel que (8):

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}^T(0), \dots, \mathbf{x}^T((N_e - 1)T_e)]^T$$

- 15 où \mathbf{N}_e est choisi égal à :

$$N_a (4 \cdot k + L - 1)$$

avec L est la longueur du canal vérifiant (9)

$$0 \leq \tau_p^u \leq (L - 1)T_e, \forall u, p$$

20

Le nombre 4 est lié à la durée temporelle en symbole de la fonction $C_0(t)$.

La formulation matricielle du signal \mathbf{x} conduit à (10) :

25

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{a} + \mathbf{n}$$

ou le vecteur \mathbf{a} de dimension $N_a \times U$ s'écrit :

$$\mathbf{a} = [\mathbf{a}_1^T, \dots, \mathbf{a}_{N_a}^T]^T$$

avec :

$$\mathbf{a}_n = j^n \cdot [b_n^1, \dots, b_n^U]^T$$

La matrice \mathbf{H} ($N \cdot N_e^* \cdot N_a$) représente la convolution de la réponse impulsionnelle du canal sur échantillonné par la fonction $C_0(t)$

5

$$\hat{\mathbf{H}} = [\mathbf{C}^1 \quad \dots \quad \mathbf{C}^U] \quad (11)$$

ou :

$$\mathbf{C}^u = \sum_{p=1}^P \begin{bmatrix} 0_{\tau_p^u} \\ \mathbf{c}_{\tau_p^u} \\ 0_{\tau_p^u} \end{bmatrix}$$

10

avec :

$$\mathbf{c}_{\tau_p^u} = [C_0(lT_e - \tau_p^u), \dots, C_0((l+4 \cdot k)T_e - \tau_p^u)]^T \otimes \alpha_p^u$$

$$l = \underset{l}{\operatorname{argmin}} \left\lfloor \frac{\tau_p^u}{lT_e} \right\rfloor$$

15



est le produit de Kronecker

20 Ce modèle est employé dans la suite du procédé selon l'invention.

Explication détaillée de l'étape d) de traitement à la réception

Le procédé et le système selon l'invention utilisent un algorithme permettant de recevoir des signaux sur une antenne de capteurs co-localisés de multiples messages en provenance d'antennes d'émission délocalisées ou co-localisées et au travers d'un canal de propagation de type urbain, montagneux ou tunnel, par exemple.

25

La description qui suit donne trois exemples de récepteurs permettant d'exécuter notamment l'étape d).

Récepteurs optimaux

Un récepteur optimal estime conjointement les séquences transmises et les canaux de propagations. Ces récepteurs présentent néanmoins l'inconvénient d'être rapidement complexes.

Différents types d'égaliseurs peuvent être retenus tels que le FA (Filtre Adapté), DFE ZF (Decision Feed back Equalizer-Zero Forcing), DFE MMSE (Decision Feed back – Minimum Mean Square Error).

Les résultats obtenus sur simulations ont montré que seuls les récepteurs sous optimaux MMSE linéaires ainsi que les égaliseurs de type non linéaire DFE-MMSE sont les plus performants en terme de TEB résiduel (Taux d'erreur bits).

Récepteurs MMSE sous optimaux linéaires

Après avoir appliqué aux signaux reçus x , le filtre adapté H qui peut être blanchissant ou non on obtient :

$$y = H^H x \quad (12)$$

Dans l'application au contexte GSM, le détecteur MMSE est un filtre appliqué en sortie du FA minimisant l'erreur quadratique moyenne entre la sortie du récepteur et les symboles réels tel que (13):

$$E \left[\left\| M_{MMSE} \cdot \begin{bmatrix} y \\ y^* \end{bmatrix} - a \right\|^2 \right]$$

a est défini par $e_i = [0, 0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]$ avec le 1 en position i

l'étape de minimisation conduit à l'expression (14):

$$E \left[e_j^T \cdot \begin{bmatrix} y \\ y^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y^\dagger & y^T \end{bmatrix} \cdot M_{MMSE}^\dagger e_i \right] = E \left[e_j^T \cdot \begin{bmatrix} y \\ y^* \end{bmatrix} \cdot a^\dagger \cdot e_i \right]$$

avec :

$$E[yy^\dagger] = \bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{H}}^\dagger + \sigma^2\bar{\mathbf{H}}$$

5

$$E[yy^T] = \bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{H}}^T$$

10

le critère devient :

$$\left[\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{H}}^\dagger & \bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{H}}^T \\ \bar{\mathbf{H}}^*\bar{\mathbf{H}}^\dagger & \bar{\mathbf{H}}^*\bar{\mathbf{H}}^T \end{bmatrix} + \sigma^2 \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}} & 0 \\ 0 & \bar{\mathbf{H}}^* \end{bmatrix} \right] \cdot \mathbf{M}_{MMSE}^\dagger = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}\mathbf{I} \\ \bar{\mathbf{H}}^*\bar{\mathbf{I}} \end{bmatrix} \quad (15)$$

15

Soit la relation (16) :

$$\mathbf{M}_{MMSE}^\dagger = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_n\mathbf{H}_n^\dagger + \sigma^2\mathbf{H}_n & \mathbf{H}_n\tilde{\mathbf{I}}_n\mathbf{H}_n^T \\ \mathbf{H}_n^*\tilde{\mathbf{I}}_n\mathbf{H}_n^\dagger & \mathbf{H}_n^*\mathbf{H}_n^T + \sigma^2\mathbf{H}_n \end{bmatrix}^\# \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{H}_n\mathbf{I}_7 \\ \mathbf{H}_n\mathbf{I}_8 \end{bmatrix}$$

20

où # correspond à la pseudo-inverse.

Ce récepteur linéaire est optimal, par rapport à son critère, sur les blocs (ou slots) de la transmission GSM et prennent en compte la structure fine des trames FDD/TDMA (abréviation anglo-saxonne de Frequency Division Duplex/Time Division Multiple Access).

25

Récepteurs MMSE sous optimaux non linéaires

Ils présentent comme avantage minimiser la taille des inversions matricielles.

30

La structure d'un égaliseur DFE classique est définie à la figure 5

La fonction de filtrage G est nommée communément "Feed forward", la fonction B est dénommée " Feedback "

Deux types d'égaliseurs DFE peuvent être considérés : le ZF (Zéro Forcing) et le MMSE (Minimum Mean Square Error).

Il est rappelé que les égaliseurs de type ZF ne prennent pas en compte la présence du bruit, limitant de ce fait leurs performances obtenues pour des faibles rapports Signal à Bruit.

En conséquence, seul l'égaliseur de type MMSE est décrit dans la méthode suivante.

Le critère d'optimisation minimisant l'erreur quadratique moyenne en sortie de l'égaliseur s'écrit (17) :

$$E \left[\left\| \begin{bmatrix} \mathbf{G} & -\mathbf{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_n \\ \mathbf{y}_n^* \\ \mathbf{d}_n \\ \mathbf{d}_n^* \end{bmatrix} - b_n \right\|^2 \right]$$

15

où:

$$\mathbf{y}_n = [\bar{\mathbf{y}}_{n-L_G}^T \quad \Lambda \quad \bar{\mathbf{y}}_n^T \quad \Lambda \quad \bar{\mathbf{y}}_{n+L_G}^T]^T$$

avec :

$$\mathbf{y} = [\bar{\mathbf{y}}_1^T \quad \Lambda \quad \bar{\mathbf{y}}_{N_s}^T]^T$$

20

et :

$$\mathbf{b}_n = [\mathbf{a}_{n-L_G}^T \quad \Lambda \quad \mathbf{a}_n^T \quad \Lambda \quad \mathbf{a}_{n+L_G}^T]^T \text{ représente un vecteur de symboles}$$

et :

$$\mathbf{d}_n = [\mathbf{a}_{n-L_p}^T \quad \Lambda \quad \mathbf{a}_{n-1}^T]^T$$

25 La matrice \mathbf{H}_n contient la réponse impulsionnelle correspondant à l'observation \mathbf{y}_n :

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{b}_n + \mathbf{n}_n$$

avec \mathbf{n}_n le vecteur bruit, corrélé correspondant à l'observation \mathbf{y}_n .

Les filtres G et B sont obtenus suivant les relations suivantes (18) :

$$\begin{bmatrix} G_{DFE-MMSE}^{\dagger} \\ -B_{DFE-MMSE}^{\dagger} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_n H_n^{\dagger} + \sigma^2 H_n & H_n \tilde{I}_n H_n^T & H_n I_3 & H_n I_4 \\ H_n^* \tilde{I}_n H_n^{\dagger} & H_n^* H_n^T + \sigma^2 H_n & H_n^* I_4 & H_n^* I_3 \\ I_3^T H_n^{\dagger} & I_4^T H_n^T & I_5 & I_6 \\ I_4^T H_n^{\dagger} & I_3^T H_n^T & I_6 & I_5 \end{bmatrix}^{\#} \begin{bmatrix} H_n I_7 \\ H_n I_8 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

- 5 La longueur du filtre B est égale à LB et celle du filtre G à 2 (2LG+1)

Avec :

$$\tilde{I}_n = E \left[b_n^* b_n^{\dagger} \right]$$

$$I_3 = E \left[b_n d_n^{\dagger} \right]$$

$$I_4 = E \left[b_n d_n^T \right]$$

$$I_5 = E \left[d_n d_n^{\dagger} \right]$$

$$I_6 = E \left[d_n^* d_n^{\dagger} \right]$$

$$I_7 = E \left[b_n a_n^{\dagger} \right]$$

$$I_8 = E \left[b_n^* a_n^{\dagger} \right]$$

Le procédé décrit précédemment s'applique particulièrement bien dans le cadre d'un milieu urbain ou montagneux, ou encore pour des tunnels de type Métro ou trains schématisés à la figure 6.

L'un engendre un contexte multi-trajets générateur de somme de
5 plusieurs signaux corrélés et retardés, l'autre est caractérisé principalement par une atténuation importante dans les premiers décamètres parcourus et une somme de différents trajets induisant au niveau des capteurs de réception une décorrélation spatio temporelle importante. Les deux types de propagations sont générateurs de diversité de transmission et engendrent à
10 ce titre sur une antenne de plusieurs capteurs spatialement espacés des canaux de propagation décorrélés.

La propagation de type urbaine, montagne ou tunnel induit des multi-trajets convergeant vers le récepteur d'intérêt. De ce fait un étalement Doppler est généré en modifiant de façon aléatoire les caractéristiques
15 complexes du signal reçu par chacun des capteurs et créant ainsi de la diversité de propagation.

Les figures 7 à 11 représentent des résultats obtenus en mettant en œuvre le procédé selon l'invention.

20

Les performances des égaliseurs à bloc et non blocs sont présentées et comparées. Les valeurs des filtres calculés dépendent de la longueur choisie du filtre transverse.

25 **Modèle du canal de transmission**

La figure 7 représente la réponse en fréquence du canal de transmission.

Les résultats ont été obtenus pour un canal de caractéristiques suivantes :

- 30 • 4 trajets dans un canal

$$\tau = [1, 14, 17, 11]$$

- amplitudes complexes des trajets :

$$\alpha = [-0.6632 + 0.0188i, 0.0622 - 0.0549i, -0.3343 + 0.2573i, 0.1366 - 0.6557i]$$

- facteur de sur-échantillonnage symbole : 4

5

Résultats obtenus dans le cas de multiple-émission, multiple réception, multi-trajets

Deux scénarios d'émission sont ici considérés :

1. MIMO transmission point à point
2. MIMO transmission multi - point à point

10

Dans le premier cas les émetteurs sont séparés d'une distance plus grande que la distance de corrélation du canal considéré. Dans ce cas le profil du canal est le même pour tous les trajets (DOA et retards induits). Ce cas est classique dans une propagation de type tunnels.

15

La figure 9 représente la performance obtenue dans le cas de 2 émissions délocalisées, 3 capteurs de réception, 2 trajets par canal et le cas de récepteurs non blocs.

20

Le système DFE-MMSE (Decision Feed Back Equalizer-Zero Forcing) offre les meilleures performances et n'est pas trop sensible à l'IES (Interférence entre symboles) introduite par le second trajet

Dans le second cas les canaux de propagation sont totalement décorrélés (transmission en extérieur ou 'outdoor'). Ceci permet notamment de valider la faisabilité de transmission dans un contexte tunnel de métro dans le rapport 4 par rapport à une transmission GSM classique. Les performances obtenues dans ce type de scénario sont représentées à la figure 10 dont les légendes sont identiques à celles de la figure 9 par exemple.

30

Les conditions sont les suivantes 4 émissions, 5 capteurs de réception, 1 trajet par canal de même retard et un récepteur non bloc.

La figure permet de noter que les performances sont meilleures que dans le cas de la figure 9. Ceci est lié au fait que la capacité du canal de transmission s'accroît lorsque le nombre d'antennes d'émission et de réception augmentent.

Les résultats précédents sont réalisés sans système correcteur d'erreurs et présentent des taux d'erreurs de 10^{-3} à 10^{-4} pour des rapports signal/bruit, S/B supérieurs à 5 dB.

Revendications

- 1 – Procédé pour augmenter le débit dans un système de communication comportant N émetteurs (2_N) et M récepteurs (3_M), avec N supérieur ou égal à M, caractérisé en ce qu'il comporte au moins les étapes suivantes :
- a) émettre simultanément sur plusieurs des N émetteurs (2_N) des messages différents,
 - b) recevoir simultanément sur plusieurs des M récepteurs (3_M) ou capteurs de réception la superposition des messages émis lors de l'étape a),
 - 10 c) estimer les caractéristiques du canal de transmission relatif à chaque capteur de réception,
 - d) estimer conjointement l'ensemble ou la majorité au moins des messages reçus en tenant compte des signaux ainsi que des caractéristiques du canal de transmission.
- 15
- 2 – Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce que l'étape d) est réalisée avec un récepteur adapté à estimer conjointement les séquences de référence transmises dans le signal et les canaux de propagation.
- 20
- 3 – Procédé selon la revendication 2 caractérisé en ce que l'étape d) utilise un filtre linéaire minimisant l'erreur quadratique moyenne entre la sortie du récepteur et les symboles réels du signal reçu sur les capteurs de réception.
- 4 – Procédé selon la revendication 2 caractérisé en ce que l'étape d) utilise
- 25 un filtre non linéaire minimisant l'erreur quadratique moyenne en tenant compte d'une fonction de filtrage « Feed Forward » et d'une fonction « Feedback » et du vecteur b_n des symboles du signal reçu.
- 5 – Procédé selon l'une des revendications 1 à 4 caractérisé en ce que les
- 30 signaux sont des signaux GSM comportant une séquence de référence utilisée pour l'étape b).

6 – Utilisation du procédé selon l'une des revendications 1 à 5 pour un même utilisateur transmettant simultanément plusieurs messages différents ou pour plusieurs utilisateurs transmettant chacun son propre message.

5

7 – Dispositif pour augmenter le débit dans un système de transmission comportant un nombre N d'émetteurs (2_N) et un nombre M de récepteurs (3_M) caractérisé en ce qu'il comporte au moins un dispositif adapté à exécuter les étapes des revendications 1 à 6.

10

8 – Dispositif selon la revendication 7 caractérisé en ce que le nombre M est supérieur ou égal à N .

9 – Application du procédé selon l'une des revendications 1 à 6 ou du
15 dispositif selon l'une des revendications 7 à 8 dans des systèmes de transmission monopoint-monopoint, multipoint-monopoint, ou multipoint-multipoint.

20

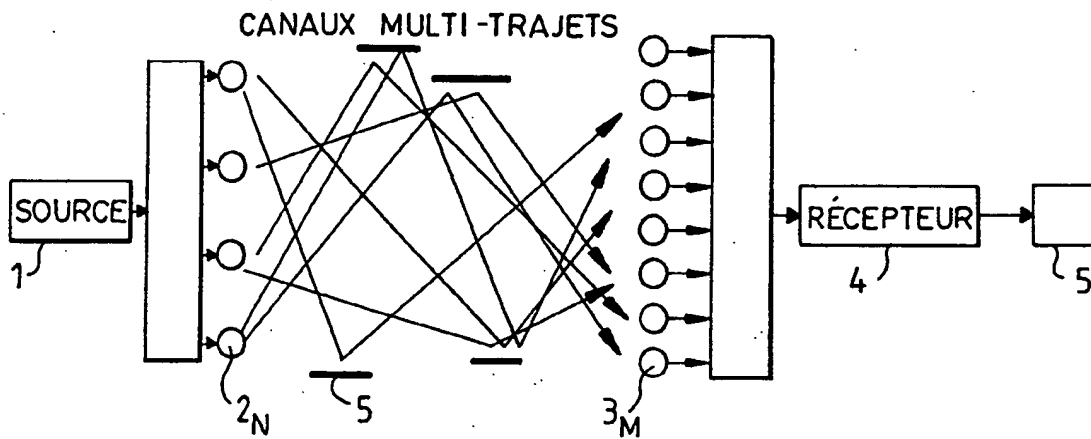


FIG.1



FIG.2A

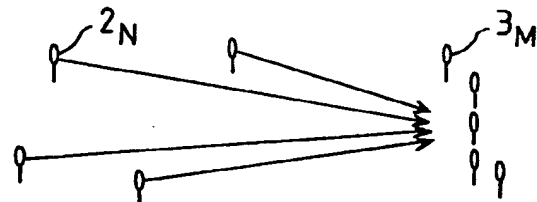


FIG.2B

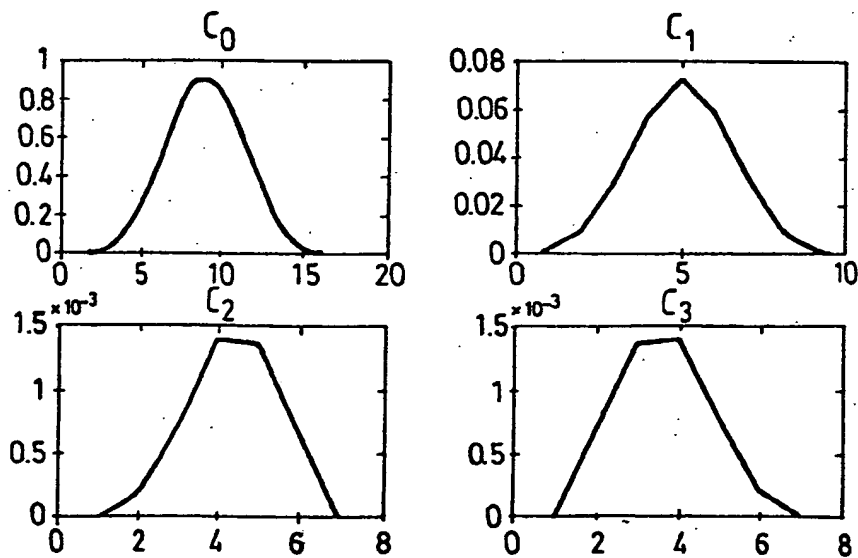


FIG.3

2/4

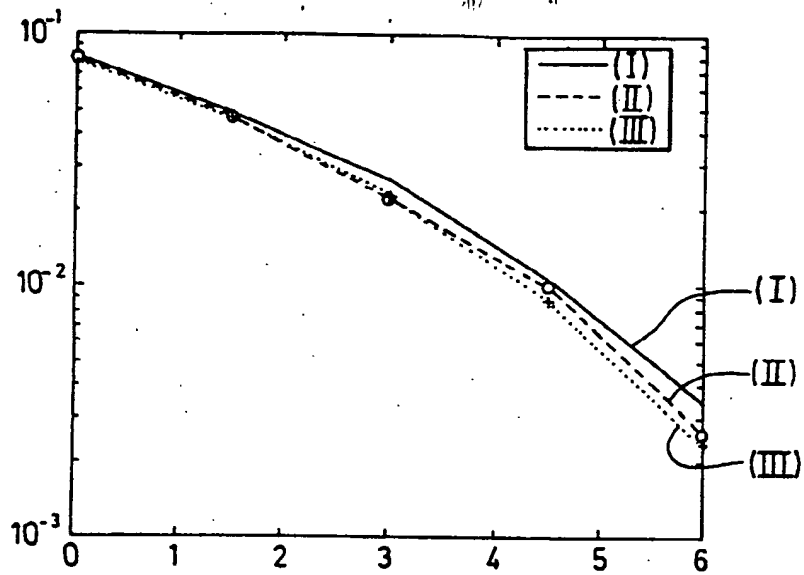


FIG. 4

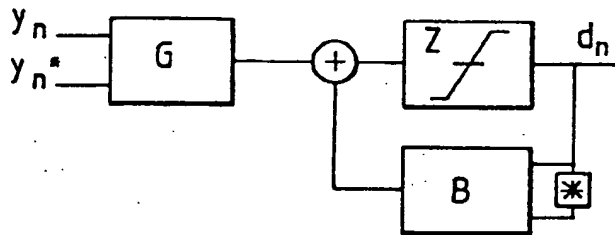


FIG. 5



FIG. 6

3/4

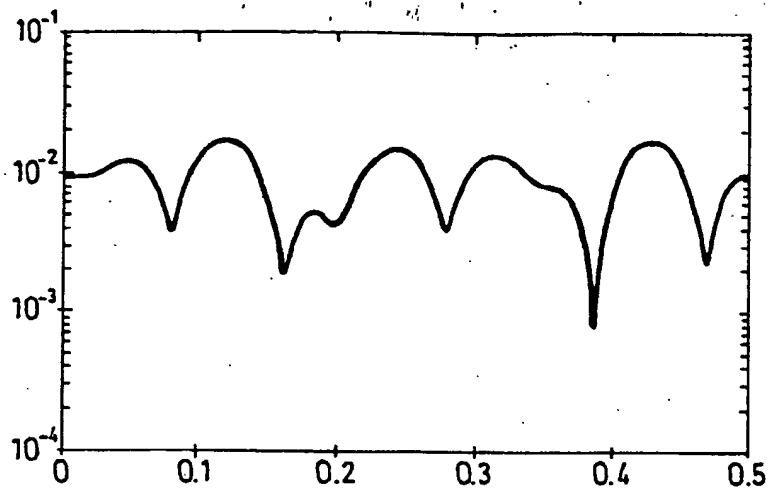


FIG.7

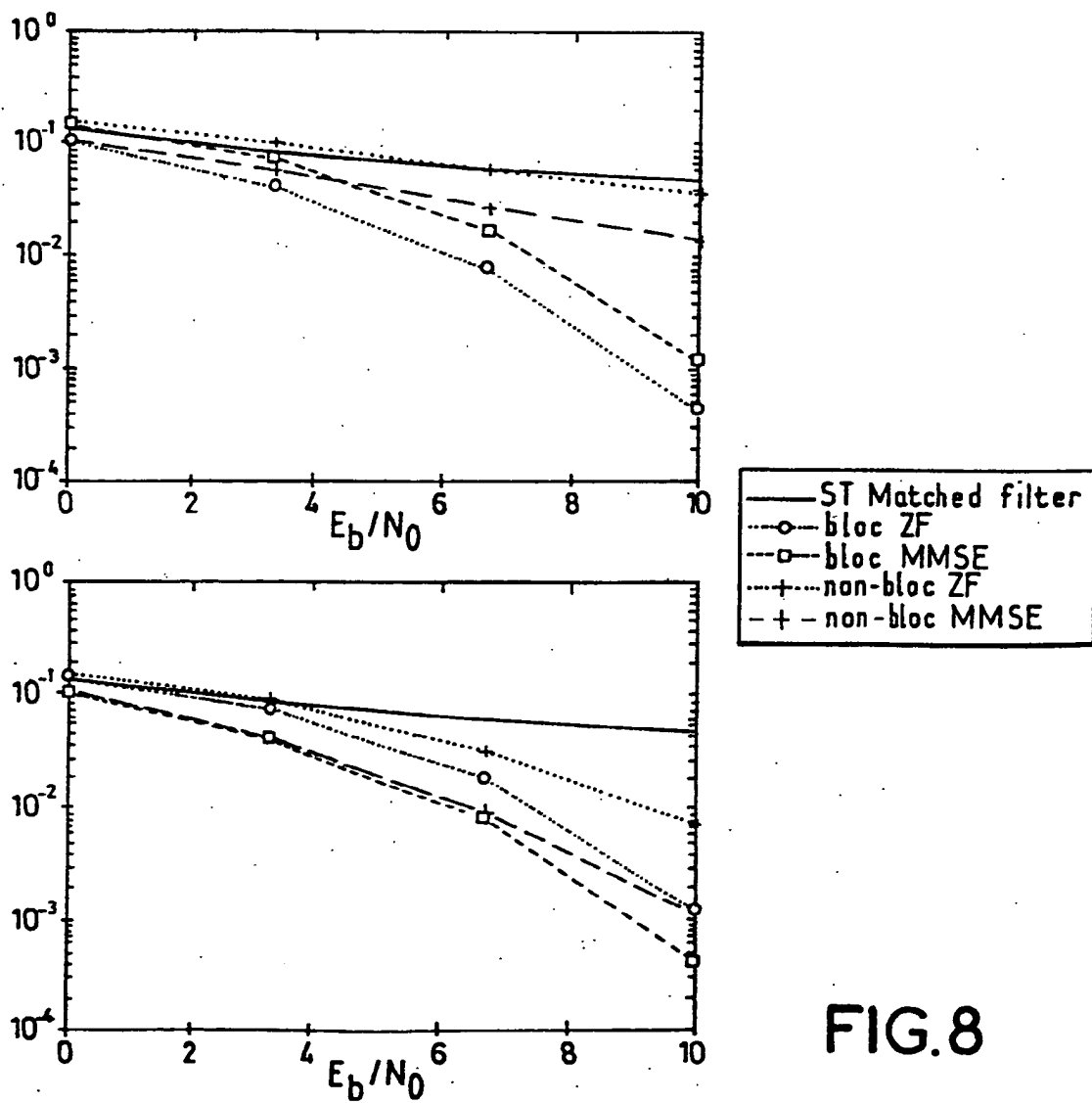


FIG.8

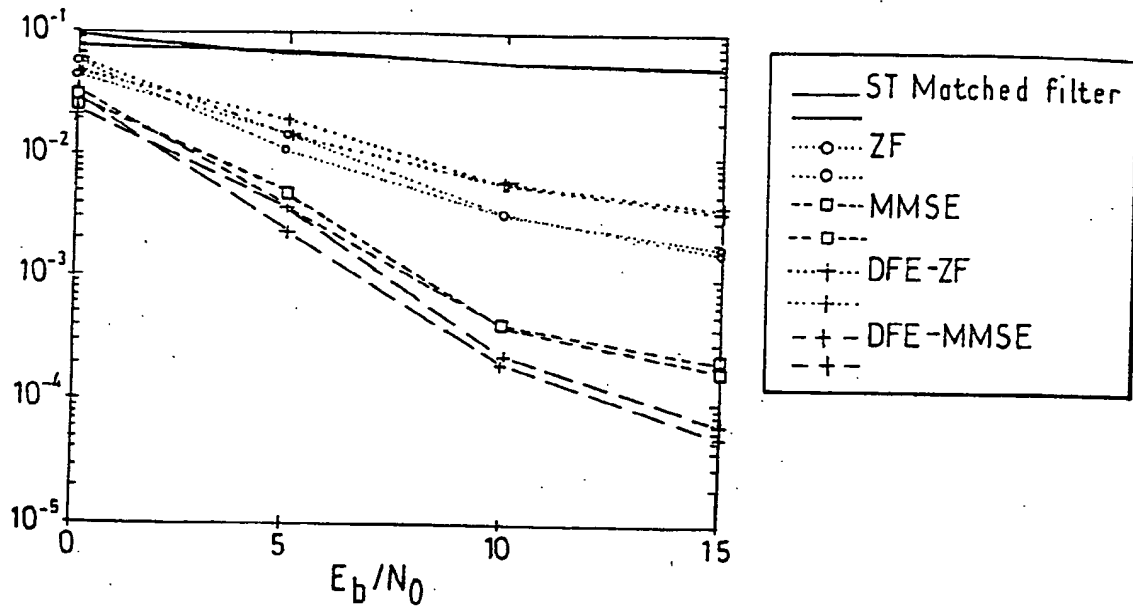


FIG.9

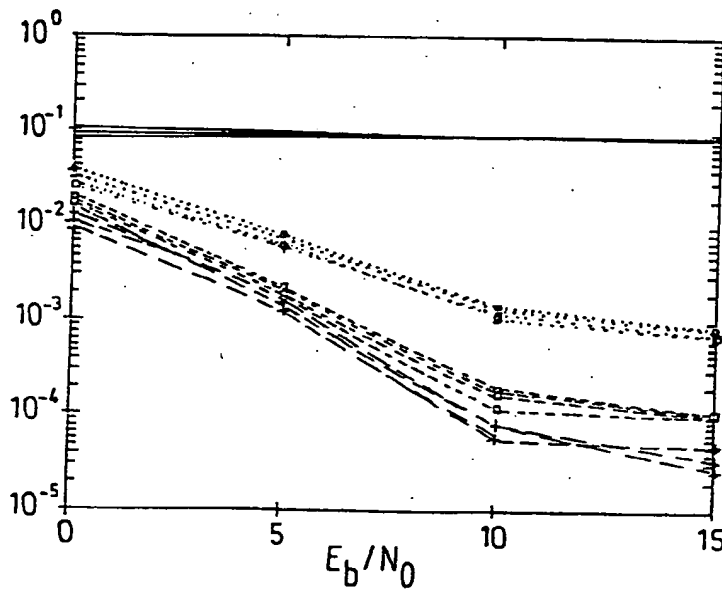


FIG.10